

PUBLICATION NUMBER : 03283289
PUBLICATION DATE : 13-12-91

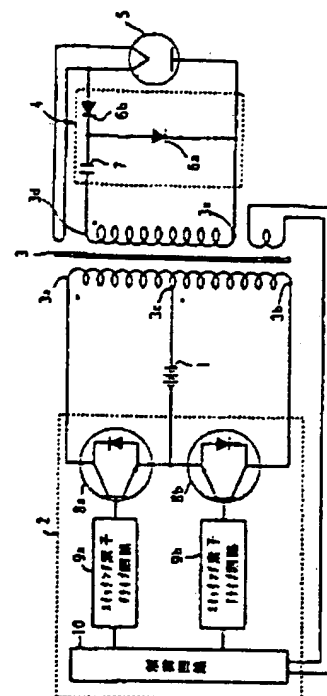
APPLICATION DATE : 29-03-90
APPLICATION NUMBER : 02082065

APPLICANT : SHARP CORP;

INVENTOR : KODAMA HIROICHI;

INT.CL. : H05B 6/68 H02M 7/538

TITLE : DRIVING CIRCUIT FOR INVERTER
MICROWAVE OVEN



ABSTRACT : PURPOSE: To use a low-voltage DC power source as power source and also make a driving circuit compact at reduced cost and also achieve high output by adjusting the leakage inductance of a step-up transformer and the value of the condensor of a voltage doubler rectifier circuit or the duty cycle of a switching element so that half the cycle of the waveform of a current passed through the switching element is set equal to the duty cycle.

CONSTITUTION: The current waveform of a switching element is vibrated at characteristic frequency decided by the leakage inductance of a step-up transformer 3, a voltage doubler condensor 7 and circuit resistance. Half the cycle of the characteristic frequency is made equal to the ON time of the switching element by adjustment of the value of the leakage inductance of the step-up transformer or the ON time of the switching element, whereby circuit output power being output is maximized.

COPYRIGHT: (C)1991,JPO&Japio

⑤ Int. Cl.

H 05 B 6/68
H 02 M 7/538

識別記号

3 2 0 A

庁内整理番号

8815-3K
8730-5H

⑬ 公開 平成3年(1991)12月13日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑭ 発明の名称 インバータ電子レンジの駆動回路

⑮ 特 願 平2-82065

⑯ 出 願 平2(1990)3月29日

⑰ 発 明 者 岡 本 光 央 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内⑱ 発 明 者 小 玉 博 一 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内

⑲ 出 願 人 シャープ株式会社 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

⑳ 代 理 人 弁理士 青 山 葆 外1名

明 細 書

1. 発明の名称

インバータ電子レンジの駆動回路

2. 特許請求の範囲

(1) 直流をスイッチングする2つのスイッチング素子と、この2つのスイッチング素子を同時にオフする期間を設けて、同じデューティサイクルで交互にオンする制御手段とを有するプッシュプル電圧型インバータ回路と、

上記インバータ回路から交流がセンタータップを有する1次側巻線に供給される昇圧トランスと、
上記昇圧トランスの2次側巻線に接続され、マグネトロンに電力を供給する倍電圧整流回路とを備えて、

上記昇圧トランスのリーケージインダクタンスおよび倍電圧整流回路のコンデンサの値、あるいは上記スイッチング素子のデューティサイクルを調整して、上記スイッチング素子に流れる電流波形の2分の1周期が上記デューティサイクルと等しくなるように設定したことを特徴とするインバ

ータ電子レンジの駆動回路。

3. 発明の詳細な説明

<産業上の利用分野>

本発明は、低電圧直流電源を高電圧の高周波電流に変換し、これを倍電圧整流回路により整流してマグネトロンに電力を供給するインバータ電子レンジの駆動回路に関するものである。

<従来の技術>

近年、通常は商用交流電源で使用される電気・電子機器であって、屋外でも使用可能な機器が各種開発されている。屋外での使用に際しては、電気・電子機器を自動車用蓄電池等の12V、24V等の低電圧直流電源で駆動する必要がある。そして、現在広く利用されているインバータ電子レンジにおいても屋外での使用が試みられている。

従来の典型的なインバータ電子レンジの構成を図5図に示す。このインバータ電子レンジでは商用電圧(100V、50/60Hz)から得られた交流電力は整流回路で直流電力に変換される。この直流電力は一石共振型インバータ回路で高周波

化され、昇圧トランスで昇圧される。トランス出力は倍電圧整流回路で整流され、マグネトロンの駆動に利用される。

上記インバータ電子レンジを低電圧直流電源で使用する場合には、第6図に示すように、低電圧直流電源とインバータ電子レンジの間にDC/ACインバータを設け、低電圧直流電源の出力をDC/ACインバータによって商用交流電源と同じ100V、50/60Hzの交流電力に変換し、この交流電力でインバータ電子レンジを作動させていた。

<発明が解決しようとする課題>

上述したようにインバータ電子レンジを低電圧直流電源で使用する場合、DC/ACインバータを使用して交流電力をインバータ電子レンジに入力する方法では、DC/ACインバータとインバータ電子レンジのインバータ回路とで2度の電力変換が行なわれるため、電力の利用率が極めて低くなるという問題がある。また、2個のインバータを必要とすることから電源回路のコストも高く

なる。

また、従来のインバータ電子レンジの一石共振型インバータ電源回路に低電圧直流電源を直接に接続するように仕様を変更することは理論的には可能であるが、電源電圧を低くする分、電流量の非常に大きなスイッチング素子を必要とする。このような電流量を持つスイッチング素子は現状では入手不可能な(市販されていない)、あるいは非常に高価なものとなる。

本発明はこのような現状に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、低電圧直流電源を電源として、しかも安価でコンパクト、かつ高出力なインバータ電子レンジの駆動回路を提供することにある。

<課題を解決するための手段>

本発明のインバータ電子レンジの駆動回路は、直流をスイッチングする2つのスイッチング素子と、この2つのスイッチング素子を同時にオフする期間を設けて、同じデューティサイクルで交互にオンする制御手段とを有するプッシュプル電圧

型インバータ回路と、上記インバータ回路から交流がセンタータップを有する1次側巻線に供給される昇圧トランスと、上記昇圧トランスの2次側巻線に接続され、マグネトロンの電力を供給する倍電圧整流回路とを備えて、上記昇圧トランスのリーケージインダクタンスおよび倍電圧整流回路のコンデンサの値、あるいは上記スイッチング素子のデューティサイクルを調整して、上記スイッチング素子に流れる電流波形の2分の1周期が上記デューティサイクルと等しくなるように設定したことを特徴としている。

<作用>

2つのスイッチング素子を同時にオフした状態(休止期間)から、一方のスイッチング素子をオンすると、倍電圧コンデンサは昇圧トランスのリーケージインダクタンス、倍電圧整流回路の倍電圧コンデンサのキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロンの抵抗は除く)で定まる振動の弧を描く電流で充電される。倍電圧コンデンサの充電電圧の大きさは倍電圧コンデンサの初期電圧とスイッ

チング素子のオン時間の長さで決まる。次に、前記と同じスイッチング素子をオフすると、昇圧トランスに蓄えられた電磁エネルギーが倍電圧コンデンサに供給されながら電源に回生され、休止期間となる。

次に、休止期間の後、他方のスイッチング素子をオンすると、昇圧トランスのリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサのキャパシティ、マグネトロンの抵抗を含む回路抵抗で定まる振動の弧を描く電流でマグネトロンの電磁エネルギーが供給される。ここでマグネトロンの電力は、倍電圧コンデンサの電圧とスイッチング素子のオン時間の長さで決まる。そしてスイッチング素子がオフすると、昇圧トランスに蓄えられた電磁エネルギーがマグネトロンの電力に供給されながら電源に回生される。

以上のスイッチング動作が繰り返されてマグネトロンは高周波電力を発振する。

この場合において、スイッチング素子の電流波形は、昇圧トランスのリーケージインダクタンス、

倍電圧コンデンサおよび回路抵抗で定まる固有周波数で振動する。そして昇圧トランスのリーケージインダクタンス等の値を調整するか、スイッチング素子のオン時間を調整して、固有周波数の2分の1の周期とスイッチング素子のオン時間とを等しくしているので、出力される回路出力電力は最大となる。

<実施例>

以下、本発明のインバータ電子レンジの駆動回路について添付図面を参照して詳細に説明する。

第1図は本発明の一実施例を示す回路図である。第1図に示すように、このインバータ電子レンジは、低電圧直流電源(例えば自動車用蓄電池)1の直流電力を高周波電力に変換するプッシュプル電圧型インバータ回路(以下、インバータ回路)2と、電源電圧を昇圧する昇圧トランス3と、この昇圧トランス3の出力を整流する倍電圧半波整流回路4を備えており、この倍電圧半波整流回路4の出力によってマグネトロン5が駆動される。昇圧トランス3の2次側からは、マグネトロン5のフィ

ラメント加熱用電源も供給される。

上記倍電圧半波整流回路4は公知の構成を有しており、2個の高圧ダイオード6a, 6bおよび倍電圧コンデンサ7を備えている。

上記インバータ回路2は、2個のパワートランジスタ8a, 8bと、このパワートランジスタ8a, 8bを駆動するスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bと、制御回路10を備えている。

上記パワートランジスタ8aおよび8bのコレクタは昇圧トランス3の1次巻線の一端3aおよび他端3bにそれぞれ接続され、またパワートランジスタ8aおよび8bのエミッタ同士が接続されており、パワートランジスタ8a, 8bのベースがスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bを介して制御回路10によって駆動されることにより、昇圧トランス3の1次側を流れる電流が高速にスイッチングされる。トランジスタ8a, 8bに代えて、パワーMOSFET、IGBT等のスイッチング素子を用いてもよい。

直流電源1は、その一端がパワートランジスタ

8aのエミッタとパワートランジスタ8bのエミッタとの接続点に接続され、他端は昇圧トランス3の1次巻線のセンタータップ3cに接続されている。

第2図は制御回路10の回路図である。同図に示すように、発振回路11はトグルフリップフロップ12と鋸歯状波発生回路13に接続され、トグルフリップフロップ12は2つのANDゲート15a, 15bに、また鋸歯状波発生回路13は比較回路14を介して上記ANDゲート15a, 15bに接続されている。上記トグルフリップフロップ12は発振回路11の出力信号をトリガとして、2相分割信号を出力する。上記2相分割信号は2つのANDゲート15a, 15bにそれぞれ入力される。一方、上記鋸歯状波発生回路13に与えられた発振出力は、発振回路11の発振周波数に同期した鋸歯状波に変換された後に、比較回路14に入力される。そして、この比較回路14において、マグネトロン5の出力を決定するための基準値(すなわちパワートランジスタをオンする時間を設定

するためのスレッショルドレベル)と鋸歯状波との比較が行なわれ、比較回路14の出力は鋸歯状波の電圧レベルが基準値より大きい期間にハイレベルになり、予め設定されたオン時間となるように変調される。変調された信号は上記ANDゲート15a, 15bに入力され、トグルフリップフロップ12で2相に分割された信号とANDをとることで、2つのパワートランジスタを同時にオフする期間を持ちながら、パワートランジスタ8a, 8bを交互に駆動する。

上記ANDゲート15aおよび15bの出力は、それぞれスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bを経て、パワートランジスタ8aおよび8bのベースに与えられる。ANDゲート15aの出力がハイレベルの時、パワートランジスタ8aはオン状態になる。またANDゲート15bの出力はハイレベルの時パワートランジスタ8bはオン状態になる。

第3図は制御回路10の動作タイミングを示す図である。同図に示すように、ANDゲート15a

及び15bの出力は交互にハイレベルになるので、パワートランジスタ8aおよび8bも交互にオン状態にされる。ここでANDゲート15aおよび15bの出力は同時にローレベルになる期間、つまりデットタイムが存在するように、基準値が設定されている。なお、デットタイムは2つのパワートランジスタ8a, 8bが同時にオンして短絡状態になるのを防止するために設けたものである。

次に、本実施例の動作を説明する。パワートランジスタ8aおよび8bがともにオフしている状態からパワートランジスタ8bがオンされると、昇圧トランス3の2次側回路は高圧コンデンサ7、高圧ダイオード6a、昇圧トランス3の2次巻線的一端3e、2次巻線他端3dの閉ループに電流が流れ、倍電圧コンデンサ7が充電される。なお、倍電圧コンデンサ7の充電電圧の大きさは、倍電圧コンデンサ7の初期電圧とパワートランジスタ8a, 8bのオン時間の長さで決まる。

次に、再び上記と同じパワートランジスタ8bをオフすると、昇圧トランス3に蓄えられた電磁

エネルギーが倍電圧コンデンサ7に供給されながら電源1に回生され、2つのパワートランジスタ8a, 8bが同時オフする期間に移る。

次に、パワートランジスタ8aがオンされると、昇圧トランス3の2次側回路は高圧ダイオード6b、倍電圧コンデンサ7、昇圧トランス3の2次巻線的一端3d、2次巻線他端3e、マグネトロン5の閉ループに電流が流れ、マグネトロン5に電気エネルギーが供給される。ここでマグネトロン5に供給される電力は倍電圧コンデンサ7の電圧とパワートランジスタ8a, 8bのオン時間の長さで決まる。そしてパワートランジスタ8aをオフすると、昇圧トランス3に蓄えられた電磁エネルギーはマグネトロン5に供給されながら電源1に回生される。以上の動作が繰り返されてマグネトロン5は高周波電力の発振を続ける。

上記倍電圧コンデンサ7には昇圧トランス3のリーケージインダクタンス、倍電圧コンデンサ7のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロン5の抵抗分は除く)で定まる振動の弧を描くパワ

ートランジスタ8bのコレクタ電流波形と同様の電流波形で充電され、またマグネトロン5に昇圧トランス3のリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサ7のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロン5の抵抗分を含む)で定まる振動の弧を描くパワートランジスタ8aのコレクタ電流波形と同様の電流波形で電気エネルギーが供給される。

第4図(a)は本実施例におけるパワートランジスタに流れる電流波形を示す図である。同図を参照して回路出力電力が向上できることを詳細に説明する。上記電流波形は昇圧トランス3のリーケージインダクタンス、倍電圧コンデンサ7のキャパシタンス、回路抵抗の各値で定まる固有周波数Fで振動する。この波形の2分の1周期をパワートランジスタのオン時間Tonに等しくするように振動させると($T_{on} = 1/(2F)$ にすると)、第4図(a)に示すようにパワートランジスタのオン期間における電流(電流波形のオン期間における最大値)を最大にでき、したがって、回路出力電力

も最大にできる。 $T_{on} < 1/(2F)$, $T_{on} > 1/(2F)$ にすると、第4図(b), (c)に示すように、オン期間の電流が小さくなる。

具体的な昇圧トランス3のリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサ7のキャパシタンスの設定は以下の通りである。

パワートランジスタの電流波形の固有周波数Fは次式で示される。

$$F = \frac{\beta}{2\pi}, \text{ 但し } \beta = \sqrt{\frac{1}{n^2 \cdot L \cdot C} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

ここで、L: 昇圧トランスのリーケージインダクタンス

C: 倍電圧コンデンサのキャパシタンス

R: 回路抵抗

n: 昇圧用トランス巻数比

したがって、パワートランジスタ8a, 8bのオン時間をTonとして

$$T_{on} = \frac{1}{2F} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{n^2 \cdot L \cdot C} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}}$$

となるように、Cの値を設定する。また逆に、L、C、Rで定まる固有周波数の周期の2分の1にパワートランジスタ8a、8bのオン時間を設定してもよい。また、ここでは昇圧トランス3のリーケージインダクタンスとしているが、インダクタンス値の調整を行う場合、コイルを回路に追加してもよい。

また、先に述べた通り、パワートランジスタ8bがオンして、倍電圧コンデンサ7に充電される期間の回路抵抗はマグネトロン5の抵抗分を含まないが、パワートランジスタ8aがオンしてマグネトロン5に電気エネルギーが供給される期間の回路抵抗はマグネトロン5の抵抗分を含む。このとき回路抵抗にはマグネトロン5の抵抗分として、マグネトロン5の等価抵抗を1次側に変換した値(昇圧トランス3の巻数比の2乗で除した値)が加わる。しかしながら、本回路では低電圧直流電源を電源としており、商用電源を直接整流するのと比較して、昇圧トランスの巻数比nが高いことからマグネトロン5の抵抗分は非常に小さい。し

たがって、パワートランジスタ8aがオン期間でも、またパワートランジスタ8bがオン期間でも同様のスイッチング電流波形が得られ、どちらの場合であっても最大出力が得られる。

なお、いずれの場合でも2つのパワートランジスタ8aおよび8bのオン時間は、昇圧トランス3の偏磁防止のため等しく制御する必要がある。

<発明の効果>

以上のように、本発明によれば、従来とは異なり、DC/ACインバータを使用せず、またスイッチング素子の電流波形の固有周波数の2分の1の周期をスイッチング素子のオン時間と等しくしているため、安価で電力利用効率の高い、かつ高出力なインバータ電子レンジの駆動回路を提供できる。さらに、低電圧の直流電源を直接高周波電流に変換しているため、駆動回路の中でも最も大きく、しかも重量のある昇圧用トランスの小型化、軽量化が可能となり、駆動回路のコンパクト化が図れる。

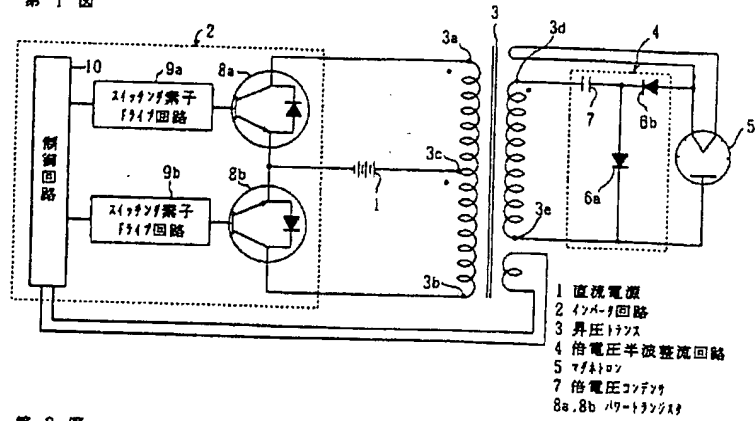
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の実施例に係るインバータ電子レンジの駆動回路の回路図、第2図は制御回路のブロック図、第3図は制御回路の各制御信号の波形図、第4図(a)は本実施例のパワートランジスタのスイッチング電流波形を示す図、第4図(b)、(c)は比較例のパワートランジスタのスイッチング電流波形を示す図、第5図は従来のインバータ電子レンジの回路ブロック図、第6図は低電圧直流電源を用いて従来のインバータ電子レンジを駆動する方法を示す図である。

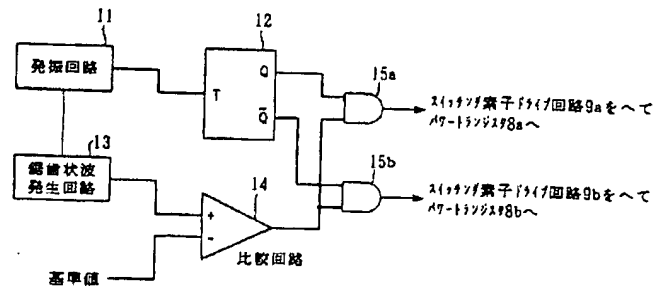
- 1…直流電源、2…インバータ回路、
- 3…昇圧トランス、4…倍電圧半波整流回路、
- 8a、8b…パワートランジスタ、
- 9a、9b…スイッチング素子ドライブ回路。

特許出願人 シャープ株式会社
代理人 弁理士 青山 保 ほか1名

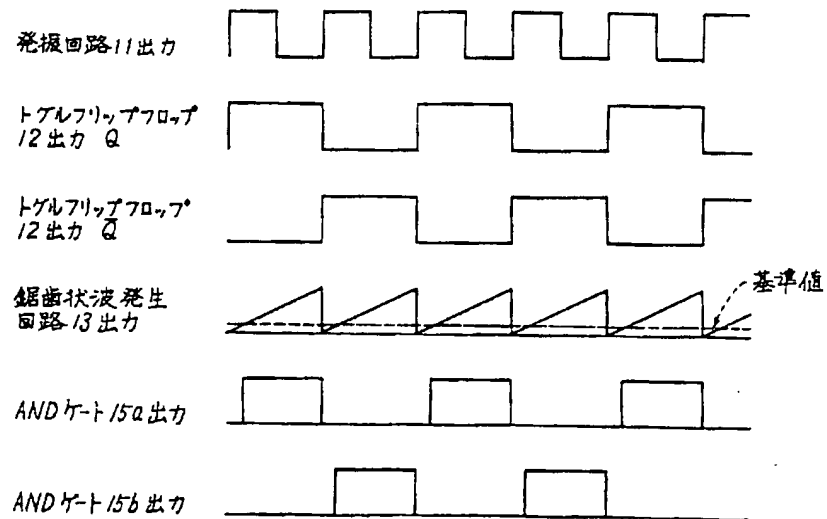
第 1 図

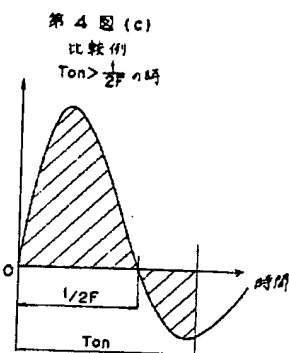
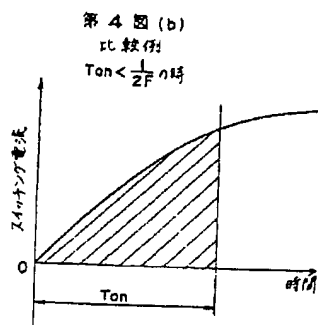
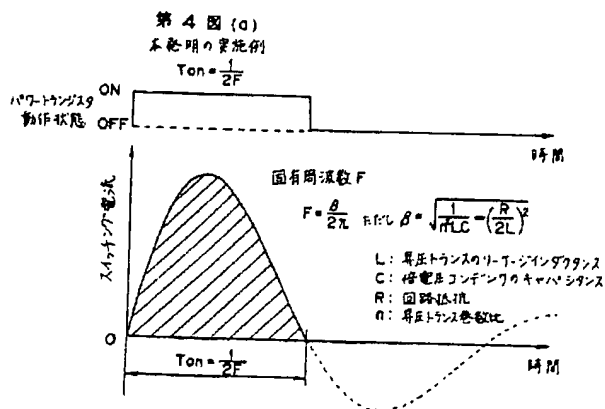


第 2 図

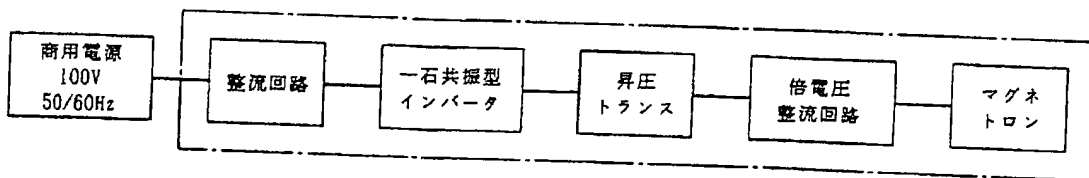


第 3 図





第5図



第6図

